

**METHOD OF BALANCING THE CHANNELS OF A LINC AMPLIFIER****Publication number:** FR2728416**Publication date:** 1996-06-21**Inventor:** BERNOUX JEAN PAUL; PALICOT JACQUES; VEILLARD JACQUES**Applicant:** FRANCE TELECOM (FR)**Classification:****- international:** *H04L27/36; H04L27/34*; (IPC1-7): H04L27/34**- European:** H04L27/36G1A**Application number:** FR19940015361 19941215**Priority number(s):** FR19940015361 19941215**Also published as:**

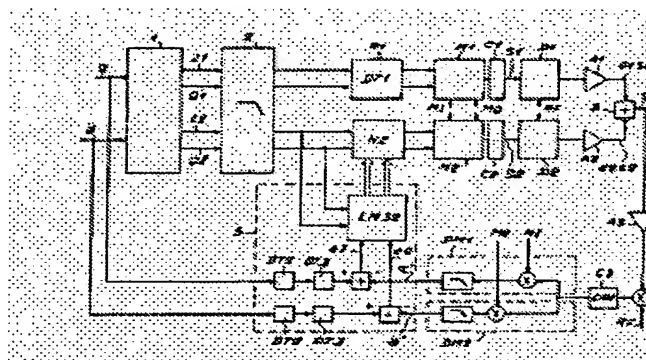
WO9619063 (A)

EP0797884 (A1)

EP0797884 (AC)

[Report a data error here](#)**Abstract of FR2728416**

Method of balancing the channels of a LINC amplifier including the steps of performing at least one predistortion on one channel by adaptive filtering (H2). Filtering limits error between the input signals ( $x$ ,  $y$ ) and the corresponding measurement values ( $x'$ ,  $y'$ ) obtained from the output signal ( $S$ ) of the amplifier. The method of the invention is suitable, in particular, for QAM and OFDM modulation.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide



## DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITE DE COOPERATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(51) Classification internationale des brevets <sup>6</sup> : <b>H04L 27/36</b>	<b>A1</b>	(11) Numéro de publication internationale: <b>WO 96/19063</b>
		(43) Date de publication internationale: 20 juin 1996 (20.06.96)

(21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR95/01512

(22) Date de dépôt international: 17 novembre 1995 (17.11.95)

(30) Données relatives à la priorité:  
94/15361 15 décembre 1994 (15.12.94) FR(71) Déposants (pour tous les Etats désignés sauf US): FRANCE  
TELECOM (ETABLISSEMENT AUTONOME DE DROIT  
PUBLIC) [FR/FR]; 6, place d'Alleray, F-75015 Paris (FR).  
TELEDIFFUSION DE FRANCE - TDF SA [FR/FR]; 10,  
rue d'Oradour-sur-Glane, F-75015 Paris 15 (FR).

(72) Inventeurs; et

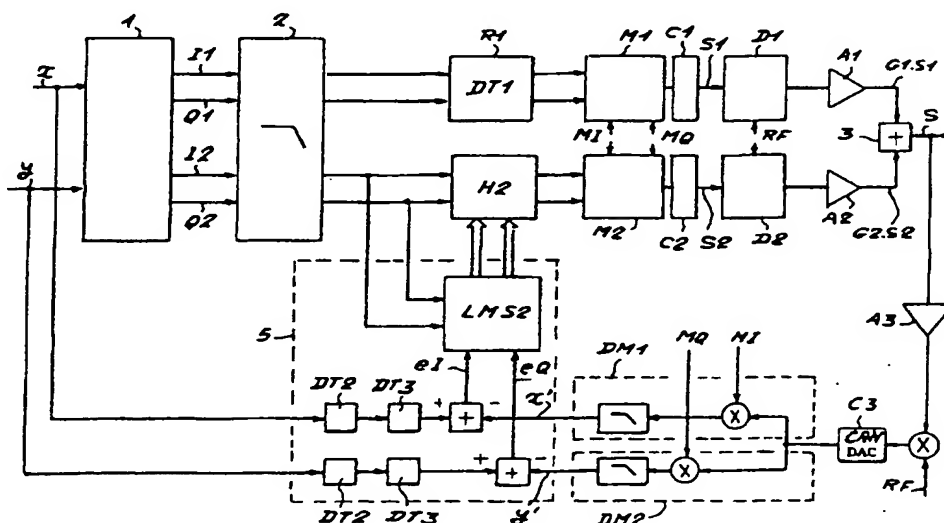
(75) Inventeurs/Déposants (US seulement): BERNOUX, Jean-Paul  
[FR/FR]; 10, square Léon-Bourgeois, F-35000 Rennes (FR).  
PALICOT, Jacques [FR/FR]; 15, rue Robelin, F-35000  
Rennes (FR). VEILLARD, Jacques [FR/FR]; La Vizeule,  
F-35760 Montgermont (FR).(74) Mandataires: BEAUFILS, Yves etc.; Cabinet Ballot-Schmit,  
4, rue Général Hoche, F-56100 Lorient (FR).(81) Etats désignés: US, brevet européen (AT, BE, CH, DE, DK,  
ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

Publiée

Avec rapport de recherche internationale.

(54) Title: METHOD OF BALANCING THE CHANNELS OF A LINC AMPLIFIER

(54) Titre: PROCEDE POUR EQUILIBRER LES VOIES D'UN AMPLIFICATEUR DE TYPE "LINC"



## (57) Abstract

Method of balancing the channels of a LINC amplifier including the steps of performing at least one predistortion on one channel by adaptive filtering (H2). Filtering limits error between the input signals (x, y) and the corresponding measurement values (x', y') obtained from the output signal (S) of the amplifier. The method of the invention is suitable, in particular, for QAM and OFDM modulation.

EP 41559 (1)

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :

(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 728 416

(21) N° d'enregistrement national :

94 15361

(51) Int Cl<sup>6</sup> : H 04 L 27/34000

**CETTE PAGE ANNULE ET REMPLACE LA PRECEDENTE**

(12)

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

(22) Date de dépôt : 15.12.94.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 21.06.96 Bulletin 96/25.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule.*

(60) Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

(71) Demandeur(s) : FRANCE TELECOM  
ETABLISSEMENT PUBLIC — FR et TELEDIFFUSION  
DE FRANCE — FR.

(72) Inventeur(s) : BERNOUX JEAN PAUL, PALICOT  
JACQUES et VEILLARD JACQUES.

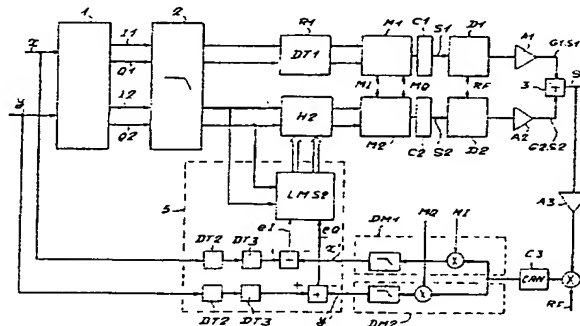
(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire : BALLOT SCHMIT.

(54) PROCEDE POUR EQUILIBRER LES VOIES D'UN AMPLIFICATEUR DE TYPE "LINC".

(57) Afin de corriger le déséquilibre des deux voies d'un  
amplificateur "LINC", le procédé consiste à effectuer sur  
une voie au moins une prédistorsion par filtrage adaptatif  
(H2). Le filtrage est prévu pour minimiser l'erreur entre les  
signaux d'entrée (x, y) et des valeurs de mesure corres-  
pondantes (x', y') obtenues à partir du signal de sortie (S)  
de l'amplificateur.

Application notamment aux modulations MAQ et OFDM.



FR 2 728 416 - A1



1

**PROCÉDÉ POUR ÉQUILIBRER LES VOIES D'UN AMPLIFICATEUR DE  
TYPE "LINC".**

5 L'invention se situe dans le domaine des transmissions  
hertziennes et concerne plus particulièrement les  
dispositifs d'émission. L'invention est applicable  
notamment aux transmissions téléphoniques ou à la  
diffusion de signaux numériques en particulier de  
10 télévision utilisant la modulation MAQ (modulation  
d'amplitude en quadrature) ou OFDM (multiplex par  
division de fréquences orthogonales). L'invention  
s'applique également au traitement de tout signal  
analogique pouvant être numérisé.

15 Pour ces types de modulation et, plus généralement pour  
tout signal n'ayant pas une enveloppe constante, se  
pose le problème de la linéarité de l'amplification. En  
effet, les amplificateurs de puissance, tels que les  
20 amplificateurs à tube à ondes progressives (TOP) sont  
généralement non linéaires dans leur zone de meilleur  
rendement.

Une solution connue pour remédier à cet inconvénient  
25 consiste à réaliser une amplification linéaire au moyen  
de composants non linéaires. Les amplificateurs mettant  
en oeuvre cette technique sont connus sous la  
dénomination d'amplificateurs "LINC". Une description  
de tels amplificateurs est donnée par exemple dans  
30 l'article "Linear Amplification with Nonlinear  
Components" par D.C. COX, publié dans la revue IEEE  
Transactions On Communication, Décembre 1974, pages  
1942 à 1945.

Le principe de l'amplification LINC est basé sur la décomposition du signal à émettre en deux composantes à enveloppe constante. Ainsi, dans le cas d'une  
 5 modulation MAQ, le signal temporel à émettre est de la forme :

$$S_0(t) = x(t) \cdot \cos(wt) + y(t) \cdot \sin(wt)$$

10 où  $x$  et  $y$  sont deux composantes respectivement en phase et en quadrature représentatives des symboles à émettre et  $w$  est la fréquence de la porteuse.

En posant :

15

$$a(t) = [x^2(t) + y^2(t)]^{1/2},$$

on en déduit :

20

$$S_0(t) = a(t) \cdot \cos[wt - \phi(t)]$$

avec :

$$\cos [\phi(t)] = x(t)/a(t)$$

25

$$\sin [\phi(t)] = y(t)/a(t)$$

En posant :

$$V \geq \text{Max } [a(t)],$$

30

on peut définir une phase  $\psi$  telle que :

$$\sin [\psi(t)] = a(t)/V.$$

On peut alors définir deux signaux S1 et S2 à enveloppe constante :

$$\begin{aligned} 5 \quad S1(t) &= V/2 \sin [wt - \phi(t) + \psi(t)] \\ S2(t) &= -V/2 \sin [wt - \phi(t) - \psi(t)] \end{aligned}$$

On a alors :

$$10 \quad S0(t) = S1(t) + S2(t).$$

Ainsi, les signaux S1 et S2 à enveloppe constante peuvent être amplifiés séparément par des amplificateurs non linéaires et ensuite combinés.

15

En pratique, les composantes x et y à émettre sont décomposées en quatre composantes I1, Q1, I2, Q2 selon les équations :

$$\begin{aligned} 20 \quad I1(t) &= \frac{1}{2} [x(t) - C(t) \cdot y(t)] \\ Q1(t) &= \frac{1}{2} [C(t) \cdot x(t) + y(t)] \\ I2(t) &= \frac{1}{2} [x(t) + C(t) \cdot y(t)] \\ Q2(t) &= \frac{1}{2} [-C(t) \cdot x(t) + y(t)] \end{aligned}$$

25 avec :

$$C(t) = [(V^2(t) - a^2(t))/a^2(t)]^{1/2}$$

On a alors :

30

$$\begin{aligned} S1(t) &= I1(t) \cdot \cos(wt) + Q1(t) \cdot \sin(wt) \\ S2(t) &= I2(t) \cdot \cos(wt) + Q2(t) \cdot \sin(wt) \end{aligned}$$

Ainsi, les deux couples I1, Q1 et I2, Q2 définissent chacun un signal de modulation à deux composantes en phase et en quadrature. Chaque couple définit aussi une voie de l'amplificateur.

5

Bien entendu, une telle décomposition peut être effectuée pour un signal quelconque de la forme  $S_0(t) = a(t) \cdot \cos[\omega t - \phi(t)]$ .

- 10 Le procédé rappelé ci-dessus permet donc en principe d'utiliser pour chaque voie une amplification non linéaire. Ceci présuppose toutefois que les deux voies sont parfaitement équilibrées. Or, en pratique, on se trouve toujours confronté à un déséquilibre des voies
- 15 dû essentiellement à des différences entre les caractéristiques des amplificateurs de puissance utilisés : déséquilibre en gain, en phase et en courbe de réponse (ondulations).
- 20 Dans le cas par exemple d'une modulation MAQ, ces déséquilibres entraînent à la réception des interférences intersymboles et des dispersions des signaux démodulés. De plus, la dégradation est d'autant plus importante que l'ordre de la modulation MAQ est
- 25 élevé : MAQ16 et surtout MAQ64.

- Pour résoudre ce problème, on pourrait prévoir au niveau des récepteurs des dispositifs de correction tels que boucles à verrouillage de phase et égaliseurs.
- 30 Il est cependant préférable de chercher à compenser le déséquilibre des voies au niveau de l'émetteur.

Dans ce but, l'invention a pour objet un procédé pour corriger le déséquilibre entre les deux voies d'amplification d'un amplificateur de type "LINC", c'est-à-dire à amplification linéaire réalisée avec des composants non linéaires, ledit amplificateur comportant des moyens de décomposition pour calculer à partir d'au moins un signal temporel d'entrée deux signaux numériques de modulation constitués chacun de deux composantes et associés respectivement auxdites deux voies de l'amplificateur, des moyens pour générer deux composantes en phase et en quadrature d'une porteuse, des moyens de modulation fournissant pour chaque voie un signal modulé représentant sous forme analogique la somme de deux signaux résultant respectivement de la modulation en amplitude desdites deux composantes de la porteuse par respectivement les deux composantes d'un desdits signaux de modulation, des dispositifs d'amplification recevant après une éventuelle transposition de fréquence lesdits signaux modulés, des moyens de sommation des signaux de sortie desdits dispositifs d'amplification, ledit procédé étant caractérisé en ce qu'il consiste à effectuer sur au moins une desdites voies une prédistorsion par filtrage adaptatif d'un signal numérique présent sur ladite voie, ledit filtrage adaptatif étant prévu pour minimiser l'erreur entre une ou plusieurs valeurs de référence représentatives de l'amplitude du ou des signaux d'entrée et respectivement une ou plusieurs valeurs de mesure correspondantes obtenues à partir du signal de sortie des moyens de sommation.



Le procédé présente en outre l'avantage d'adapter en permanence la correction malgré les évolutions du déséquilibre dans le temps.

- 5 Le filtrage adaptatif peut s'appliquer sur le signal numérique modulé qui est présent juste avant la conversion numérique-analogique. Cette solution présente l'avantage de la simplicité mais n'est applicable que si la fréquence de la porteuse n'est pas trop élevée pour la technologie disponible des filtres et des convertisseurs numériques-analogiques.

- 10 Aussi, le filtrage adaptatif sera avantageusement appliqué sur les deux composantes du signal de modulation d'au moins une voie.

- 15 Selon un mode de réalisation particulier adapté aux modulations MAQ et OFDM, le procédé est caractérisé en ce que ledit signal d'entrée étant constitué de deux composantes respectivement en phase et en quadrature, lesdites valeurs de référence sont celles desdites composantes en phase et en quadrature du signal d'entrée et en ce que lesdites valeurs de mesure correspondantes sont obtenues par atténuation du signal de sortie des moyens de sommation et démodulation au moyen des deux composantes de ladite porteuse, ladite atténuation étant dimensionnée de façon à diviser l'amplitude du signal de sortie des moyens de sommation par une valeur approchée des gains des dispositifs d'amplification .

20 Le filtrage adaptatif pourra être appliqué sur chacune des voies. Par ailleurs, si on veut éviter tout risque

d'instabilité, on prévoira en outre que les adaptations des filtrages appliqués sur les deux voies soient effectuées alternativement.

5 En variante, le filtrage adaptatif est appliqué sur une seule voie et on effectue un second filtrage adaptatif des deux composantes du signal de modulation de l'autre voie, ledit second filtrage adaptatif étant prévu pour  
10 minimiser l'erreur entre les deux composantes du signal de modulation de ladite autre voie et des valeurs de mesure obtenues par atténuation du signal de sortie du dispositif d'amplification de ladite autre voie et démodulation au moyen des deux composantes de ladite  
15 porteuse, ladite atténuation étant dimensionnée de façon à diviser l'amplitude du signal de sortie du dispositif d'amplification de ladite autre voie par une valeur approchée du gain du dispositif d'amplification de ladite autre voie.

20 Comme précédemment, tout problème d'instabilité pourra être évité si l'adaptation du filtrage à appliquer sur une voie et l'adaptation du second filtrage appliqué sur l'autre voie sont effectuées alternativement.

25 D'autres aspects et avantages de l'invention apparaîtront dans la suite de la description en référence aux figures.

- La figure 1 représente un schéma d'ensemble d'un  
30 amplificateur LINC auquel peut s'appliquer le procédé selon l'invention.

- Les figures 2 à 4 représentent plusieurs variantes de réalisation mettant en oeuvre le procédé selon l'invention.

5 La figure 1 représente à titre d'exemple non limitatif la structure d'un amplificateur LINC dans le cas d'une modulation MAQ. Le signal d'entrée est constitué de deux signaux  $x$ ,  $y$  obtenus à partir de symboles correspondants après un filtrage de mise en forme  
10 approprié (filtres de NYQUIST). Les signaux  $x$ ,  $y$ , supposés sous forme numérique, sont traités par des moyens de décomposition 1, par exemple réalisés au moyen d'un processeur de signaux, pour fournir les quatre composantes  $I1$ ,  $Q1$ ,  $I2$ ,  $Q2$  des deux signaux de  
15 modulation, conformément aux formules mentionnées précédemment. Après un filtrage passe-bas 2 qui est optionnel, ces signaux de modulation sont appliqués à des moyens de modulation  $M1$ ,  $M2$  qui reçoivent d'autre part les deux composantes en phase  $MI$  et en quadrature  
20  $MQ$  d'une porteuse. Pour chaque signal de modulation, la composante en phase  $I1$  ou  $I2$  est mélangée avec la composante en phase  $MI$  de la porteuse, tandis que la composante en quadrature  $Q1$  ou  $Q2$  est mélangée avec la composante en quadrature  $MQ$ . Pour chaque voie, les  
25 signaux ainsi obtenus sont additionnés pour fournir les signaux numériques  $SN1$ ,  $SN2$  qui correspondent, après conversion numérique-analogique  $C1$ ,  $C2$ , aux signaux modulés  $S1$ ,  $S2$ . Après une éventuelle transposition  $D1$ ,  $D2$  de fréquence  $RF$ , les signaux  $S1$  et  $S2$  sont amplifiés  
30 respectivement par des dispositifs d'amplification  $A1$ ,  $A2$  dont les sorties, respectivement  $G1.S1$  et  $G2.S2$ , sont sommées par un coupleur de puissance 3 pour fournir le signal de sortie  $S$ .

La figure 2 représente une première possibilité de mise en oeuvre du procédé selon l'invention. Sur la figure 2, on retrouve avec les mêmes références les différents éléments constitutifs de l'amplificateur LINC de la figure 1. Un filtre programmable H est inséré entre les moyens de modulation M2 et le convertisseur numérique-analogique C2 de la seconde voie. Le filtre H est par exemple un filtre à réponse impulsionnelle finie dont les coefficients sont fournis par un système de calcul 4, réalisé par exemple au moyen d'un processeur de signaux. Le système 4 reçoit les signaux numériques SN1, SN2 issus respectivement des moyens de modulation M1, M2 ainsi qu'un signal de mesure  $S'1 + S'2$  représentatif du signal de sortie S et obtenu à partir de ce dernier par atténuation A3, transposition de fréquence RF et conversion analogique-numérique. Le système 4 est programmé pour mettre en oeuvre un algorithme de minimisation de l'erreur e entre le signal de mesure  $S'1 + S'2$  et la somme des signaux SN1 et SN2. L'algorithme sera par exemple un algorithme des moindres carrés LMS.

Idéalement, l'atténuateur A3 devrait être dimensionné de façon à diviser l'amplitude du signal de sortie S par la moyenne des gains G1 et G2 des amplificateurs A1 et A2. Comme ces gains ne sont pas toujours connus exactement, il faudra se contenter d'une valeur approchée. L'expérience montre cependant qu'une imprécision sur l'atténuation, par exemple de l'ordre de 10%, ne nuit pas de façon significative à la correction du déséquilibre. Bien que le schéma de la figure 2 montre que l'atténuation s'applique uniquement

sur le signal analogique de sortie, on pourrait aussi réaliser l'atténuation en partie lors du prélèvement du signal analogique au moyen d'un coupleur asymétrique et en partie au cours du traitement numérique avant  
5 comparaison avec le signal de référence.

Des moyens de retard R sont insérés entre les moyens de modulation M1 et le convertisseur numérique-analogique C1 de la première voie. Le circuit R est dimensionné de  
10 façon à introduire un retard DT égal à celui occasionné par le filtre H. De même, le signal obtenu par la somme des signaux SN1 et SN2 est retardé avant d'être comparé au signal de mesure  $S'1 + S'2$ . Les retards à appliquer DT' et DT'' correspondent respectivement aux retards  
15 introduits dans les parties numériques et analogiques comprises entre les sorties des modulateurs M1 et M2 et la sortie du convertisseur analogique-numérique C3. Comme tous les éléments numériques du montage sont synchrones, le retard DT' peut être déterminé  
20 exactement en fonction des différents temps de cycle des opérations effectuées et du nombre d'étages du filtre H. Si le retard DT'' n'est pas négligeable, on pourra prévoir avantageusement qu'il soit ajustable et commandé automatiquement par le système de calcul, par  
25 exemple au moyen d'un algorithme basé sur un calcul de corrélation.

Dans la réalisation représentée à la figure 3, un filtre programmable H2 est inséré entre les moyens de  
30 filtrage 2 et les moyens de modulation M2 de la seconde voie. Dans ce cas, le filtre H2 opère sur les deux composantes en phase I2 et en quadrature Q2 du signal de modulation de la seconde voie. Comme précédemment,

les coefficients du filtre H2 sont fournis par un système de calcul 5 programmé pour minimiser les erreurs  $e_I$ ,  $e_Q$  entre d'une part les signaux numériques d'entrée  $x$ ,  $y$  et d'autre part des signaux de mesure correspondants  $x'$ ,  $y'$  obtenus à partir du signal de sortie S. Plus précisément, les signaux  $x'$  et  $y'$  résultent d'une atténuation A3 du signal S suivie d'une transposition de fréquence RF, d'une conversion analogique-numérique C3 et d'une démodulation DM1, DM2  
10 au moyen des composantes en phase MI et en quadrature MQ de la porteuse. L'atténuation A3 devrait ici être dimensionnée pour diviser l'amplitude du signal de sortie S par le gain G1 de l'amplificateur A1.

15 Comme dans le cas de la réalisation précédente, on prévoit des moyens de retard R1 disposés entre le filtre 2 et le modulateur M1 de la première voie de façon à introduire un retard DT1 égal à celui provoqué par la filtre H2. De même, les signaux  $x$  et  $y$  subissent  
20 chacun les retards DT2 et DT3 avant comparaison avec les signaux de mesure homologues  $x'$  et  $y'$  de façon à compenser les retards dus respectivement aux parties numériques et analogiques placées entre les signaux d'entrée  $x$ ,  $y$  et les sorties  $x'$  et  $y'$  des démodulateurs  
25 DM1 et DM2.

Le système de calcul 5 sera par exemple programmé pour mettre en oeuvre un algorithme des moindres carrés LMS2 pour signaux complexes.

30

En variante, on pourra remplacer le circuit à retard R1 de la première voie par un second filtre programmable symétrique du précédent et recevant ses coefficients du

5 système de calcul 5. L'algorithme prendra alors en compte également les composantes  $I_1$  et  $Q_1$  de la première voie. Pour assurer la stabilité, les calculs et les mises à jour des coefficients des filtres des deux voies seront avantageusement effectués alternativement.

10 Dans le troisième exemple de réalisation représenté à la figure 4, le filtrage adaptatif  $H_2$  de la seconde voie est réalisé de la même façon que précédemment. Pour la première voie, on utilise par contre un autre filtre programmable  $H_1$  placé entre le filtre 2 et le modulateur  $M_1$ , dont les coefficients sont calculés de façon à minimiser les erreurs  $dI$ ,  $dQ$  entre d'une part 15 les composantes  $I_1$  et  $Q_1$  du signal de modulation de la première voie et d'autre part des signaux de mesure correspondants  $I'$  et  $Q'$  obtenus par atténuation  $A_4$ , transposition de fréquence  $RF$ , conversion analogique-numérique et démodulation  $DM_3$ ,  $DM_4$  du signal de sortie 20  $G1.S1$  de l'amplificateur  $A1$  de la première voie.

Comme pour la première voie, la seconde voie pourra utiliser un algorithme des moindres carrés pour signaux complexes et mis en oeuvre par un processeur de signal 25 6. On prévoira également des moyens  $DT_4$ ,  $DT_5$  pour retarder les signaux  $I_1$  et  $Q_1$  avant de les comparer à leur homologue  $I'$  et  $Q'$ .

30 En ce qui concerne la réalisation pratique des filtrages décrits à la figure 4, il convient de noter que les systèmes de calcul 5 et 6 peuvent utiliser un processeur de signaux unique exécutant de façon multiplexée les algorithmes LMS2 appliqués

respectivement aux deux voies. Pour des raisons de stabilité, il sera préférable d'effectuer les adaptations des filtrages des deux voies de façon alternative.

5

L'expérience montre qu'une prédistorsion adaptative appliquée sur une seule des voies peut suffire pour corriger les écarts entre les gains  $G_1$ ,  $G_2$  et entre les phases des amplificateurs  $A_1$ ,  $A_2$ .

10

S'il est par contre nécessaire de compenser aussi les différences entre les courbes de réponse des amplificateurs (ondulations), il conviendra alors d'appliquer aussi une prédistorsion sur l'autre voie soit de façon symétrique, soit conformément à la figure 4.

15

Il est à noter que dans les réalisations qui viennent d'être décrites, les filtres  $H$ ,  $H_1$ ,  $H_2$  ont été présentés comme des filtres programmables séparés, tels que ceux qui sont disponibles sur le marché. Toutefois, ces filtres pourraient être intégrés aux systèmes de calcul 4, 5 dans la mesure où leurs performances sont compatibles avec la précision et la vitesse de traitement exigées par l'application.

20

25

Le dimensionnement des filtres programmables tiendra compte de la qualité désirée de la correction. On peut noter qu'un surdimensionnement de ces filtres n'exige pas nécessairement une augmentation de puissance des systèmes de calcul, compte tenu du fait que la mise à jour des coefficients est effectuée peu fréquemment.

30



## REVENDICATIONS

1. Procédé pour corriger le déséquilibre entre les deux  
5 voies d'amplification d'un amplificateur de type  
"LINC", c'est-à-dire à amplification linéaire réalisée  
avec des composants non linéaires, ledit amplificateur  
comportant des moyens de décomposition (1) pour  
calculer à partir d'au moins un signal temporel  
10 d'entrée (x, y) deux signaux numériques de modulation  
constitués chacun de deux composantes (I1, Q1, I2, Q2)  
et associés respectivement auxdites deux voies de  
l'amplificateur, des moyens pour générer deux  
composantes en phase (MI) et en quadrature (MQ) d'une  
15 porteuse, des moyens de modulation (M1, M2) fournissant  
pour chaque voie un signal modulé (S1, S2) représentant  
sous forme analogique la somme de deux signaux  
résultant respectivement de la modulation en amplitude  
desdites deux composantes (MI, MQ) de la porteuse par  
20 respectivement les deux composantes d'un desdits  
signaux de modulation, des dispositifs d'amplification  
(A1, A2) recevant après une éventuelle transposition de  
fréquence (D1, D2) lesdits signaux modulés (S1, S2),  
des moyens de sommation (3) des signaux de sortie  
25 (G1.S1, G2.S2) desdits dispositifs d'amplification (A1,  
A2), ledit procédé étant caractérisé en ce qu'il  
consiste à effectuer sur au moins une desdites voies  
une prédistorsion par filtrage adaptatif (H, H2) d'un  
signal numérique (SN2, I2, Q2) présent sur ladite voie,  
30 ledit filtrage adaptatif (H, H2) étant prévu pour  
minimiser l'erreur entre une ou plusieurs valeurs de  
référence (SN1 + SN2, x, y) représentatives de  
l'amplitude du ou des signaux d'entrée (x, y) et

respectivement une ou plusieurs valeurs de mesure correspondantes ( $S'1+S'2$ ,  $x'$ ,  $y'$ ) obtenues à partir du signal de sortie (S) des moyens de sommation (3).

- 5      2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit filtrage adaptatif (H2) est appliqué sur les deux composantes ( $I2$ ,  $Q2$ ) du signal de modulation d'au moins une voie.
- 10      3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que ledit signal d'entrée étant constitué de deux composantes respectivement en phase ( $x$ ) et en quadrature ( $y$ ), lesdites valeurs de référence sont celles desdites composantes en phase ( $x$ ) et en
- 15      quadrature ( $y$ ) du signal d'entrée et en ce que lesdites valeurs de mesure correspondantes ( $x'$ ,  $y'$ ) sont obtenues par atténuation du signal de sortie (S) des moyens de sommation (3) et démodulation ( $DM1$ ,  $DM2$ ) au moyen des deux composantes ( $MI$ ,  $MQ$ ) de ladite porteuse,
- 20      ladite atténuation ( $A3$ ) étant dimensionnée de façon à diviser l'amplitude du signal de sortie (S) des moyens de sommation (3) par une valeur approchée des gains ( $G1$ ,  $G2$ ) des dispositifs d'amplification ( $A1$ ,  $A2$ ).
- 25      4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que ledit filtrage adaptatif (H2) est appliqué sur chacune desdites voies.
- 30      5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que les adaptations des filtrages appliqués sur les deux voies sont effectuées alternativement.

5 6. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que ledit filtrage adaptatif (H2) est appliqué sur une seule voie et en ce qu'on effectue un second filtrage adaptatif (H1) des deux composantes (I1, Q1) du signal de modulation de l'autre voie, ledit second filtrage adaptatif (H1) étant prévu pour minimiser l'erreur entre les deux composantes (I1, Q1) du signal de modulation de ladite autre voie et des valeurs de mesure obtenues par atténuation (A4) du signal de sortie (G1.S1) du dispositif d'amplification (A1) de ladite autre voie et démodulation (DM3, DM4) au moyen des deux composantes (MI, MQ) de ladite porteuse, ladite atténuation (A4) étant dimensionnée de façon à diviser l'amplitude du signal de sortie (G1.S1) du dispositif d'amplification (A1) de ladite autre voie par une valeur approchée du gain (G1) du dispositif d'amplification (A1) de ladite autre voie.

20 7. Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que l'adaptation du filtrage appliquée sur une voie et l'adaptation du second filtrage appliquée sur l'autre voie sont effectuées alternativement.

25 8. Procédé selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que le ou lesdits filtres adaptatifs (H, H1, H2) utilisent un algorithme des moindres carrés.

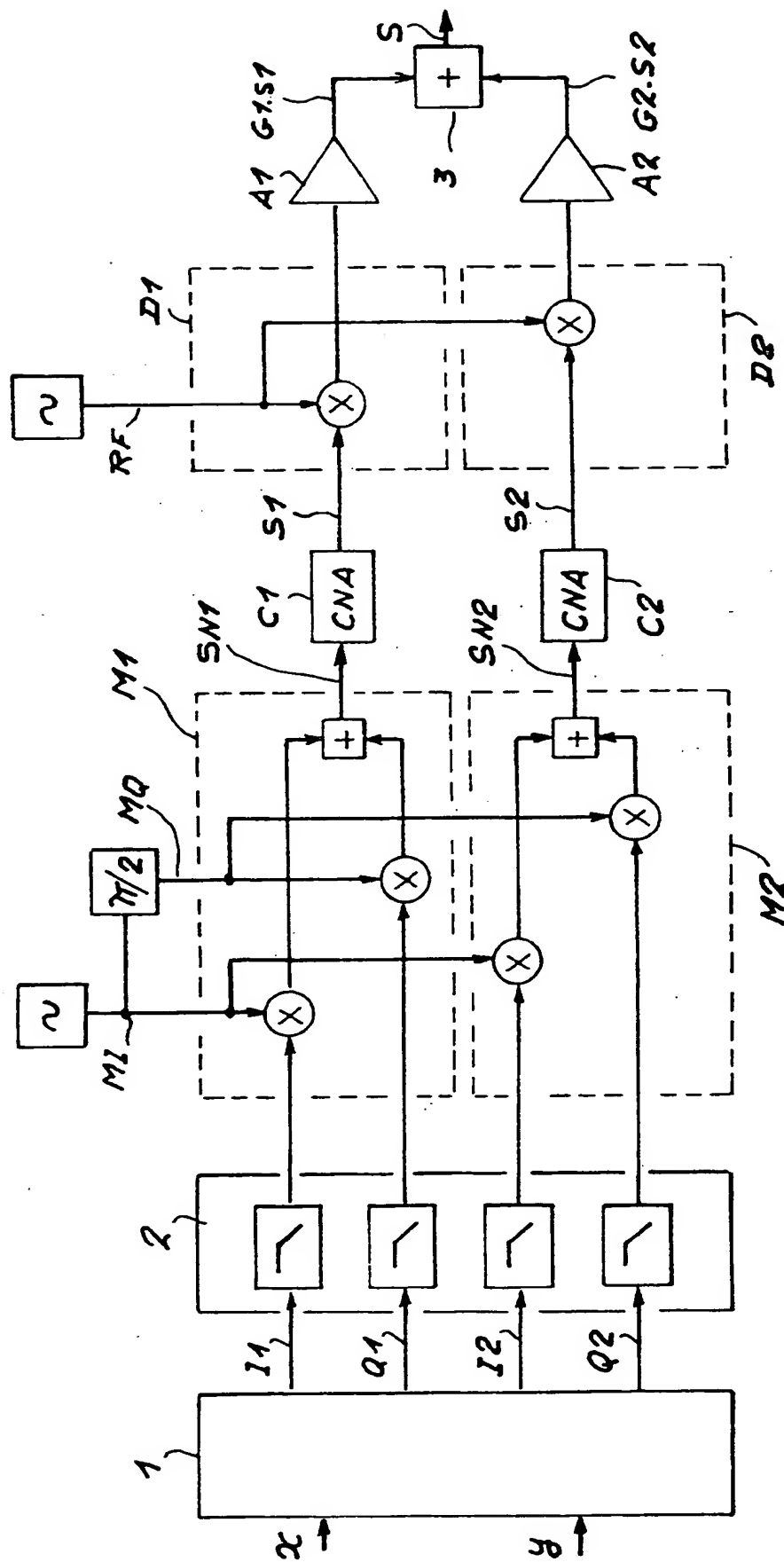


FIG. 1

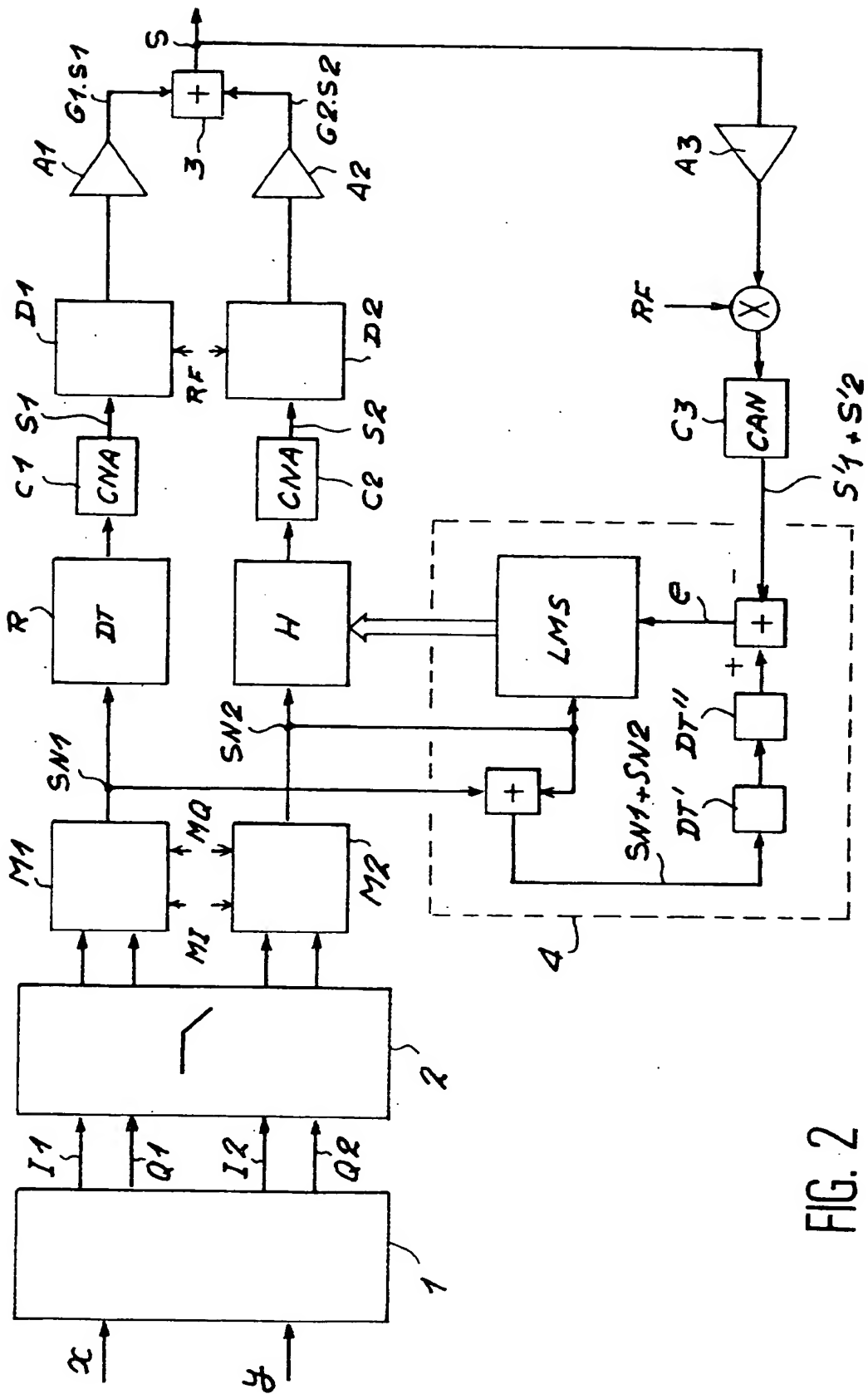


FIG. 2

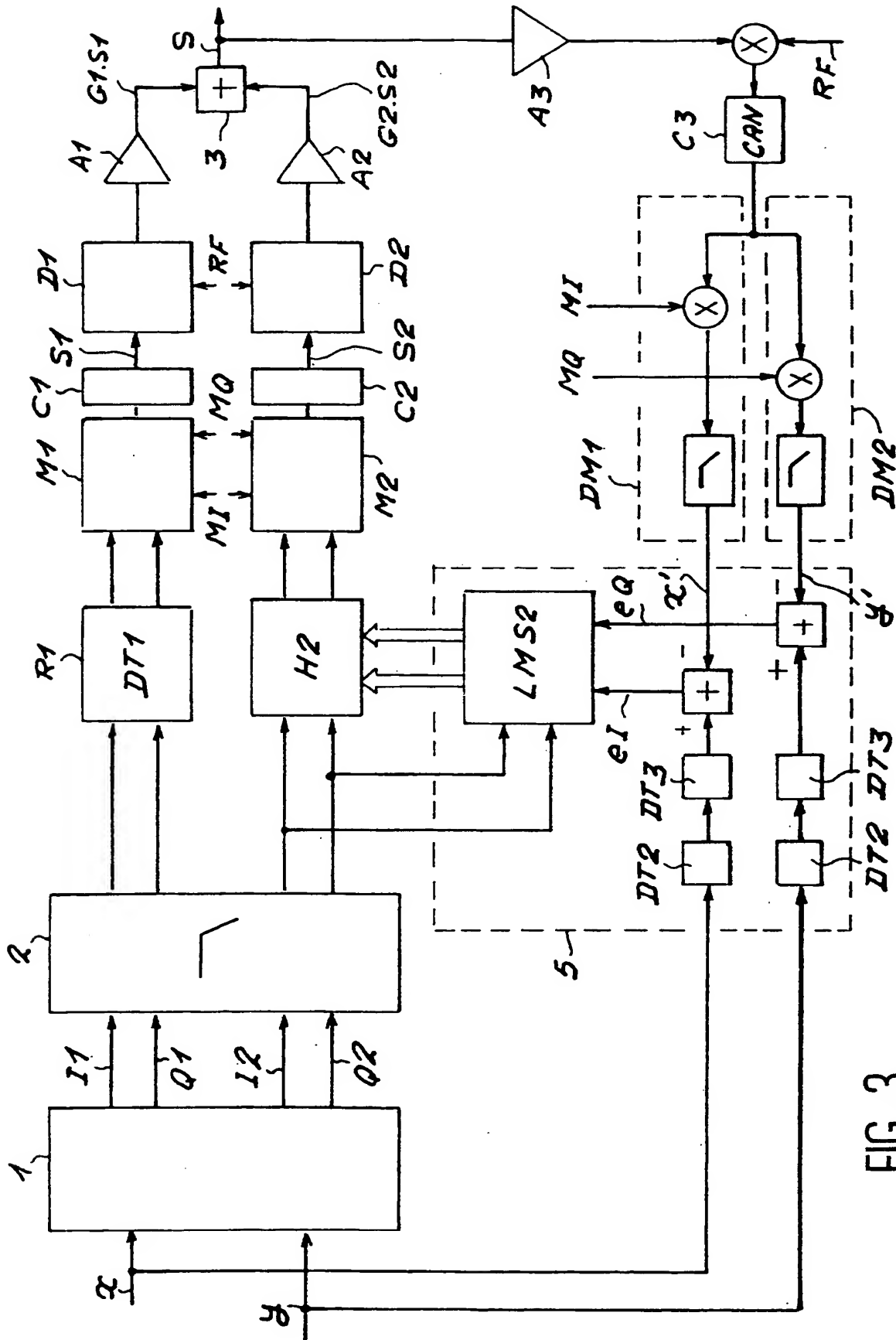
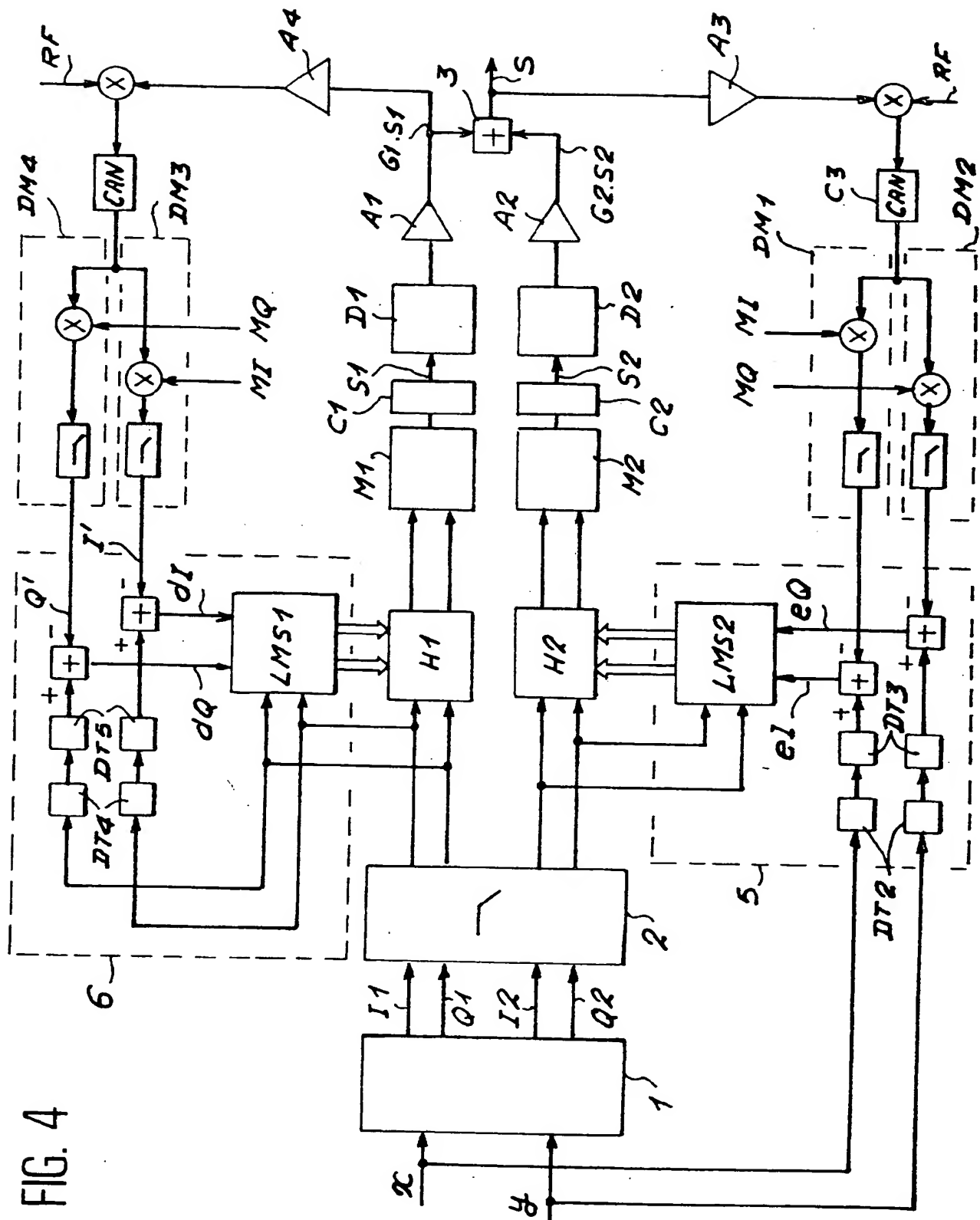


FIG. 3

FIG. 4



RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

2728416

N° d'enregistrement  
national

FA 513339

FR 9415361

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	FROM PIONEERS TO THE 21ST. CENTURY, DENVER, MAY 10 - 13, 1992, vol. 2 OF 2, 10 Mai 1992 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, pages 759-763, XP 000339895 BATEMAN A 'THE COMBINED ANALOGUE LOCKED LOOP UNIVERSAL MODULATOR (CALLUM)' * abrégé; figures 2,5 * * page 760, colonne de gauche, alinéa 3 - colonne de droite, alinéa 3 *	1-8
A	IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, vol. 42, no. 4, Novembre 1993 NEW YORK US, pages 399-405, CASADEVALL & VALDOVINOS 'Performance analysis of QAM modulations applied to the LINC transmitter' * abrégé; figure 1 *	1-8
A,D	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Décembre 1974 NEW YORK US, pages 1942-1945, COX 'Linear amplification with nonlinear components' * le document en entier *	1
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. CL. 6)
		H04L H03F
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
18 Août 1995		Scriven, P
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		